

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.01 TEORÍA DE CIRCUITOS

Trabajo práctico 3

Grupo 4

STEWART HARRIS, María Luz	57676
PARRA, Rocío	57669
PIERDOMINICI, Matías Nicolás	57498
GONZÁLEZ ORLANDO, Tomás Agustín	57090

Profesores

JACOBY, Daniel Andrés
IRIBARREN, Rodrigo Iñaki
BELAUSTEGUI GOITIA, Carlos

Presentado: 25/09/2018

Índice

Introducción	2
1 Filtro con GIC	3
1.1 Introducción: el <i>general impedance converter</i>	3
1.2 Filtro a diseñar	4
1.2.1 Transferencia de V_{in} a V_{GIC}	4
1.2.2 Transferencia de V_{GIC} a V_{out}	4
1.3 Análisis de los componentes del circuito	5
1.3.1 Función de R_s	5
1.4 Diseño del filtro pasabanda	5
2 Introducción a diseño de filtros	6
2.1 Gyrator	6
2.1.1 Uso como simulador de un inductor. Limitaciones en frecuencia.	6
2.1.2 Criterios de diseño	7
2.1.3 Otras limitaciones	7
2.2 Diseño de funciones transferencias	8
2.2.1 High-Pass	8
2.2.2 Low-Pass	8
2.2.3 Band-Pass	8
2.2.4 Band-Reject	8
3 Amplificadores de instrumentación	9
3.1 Introducción	9
3.2 Diseño del amplificador de instrumentación	10
3.2.1 Análisis ideal del circuito	10
4 Control de tonos y ecualizador de fase	12
5 Medición automática de respuesta en frecuencia	13
Anexo	14

Introducción

Ejercicio 1

Filtro con GIC

1.1 Introducción: el *general impedance converter*

explicar: cuando se quiere hacer un filtro de segundo orden sin usar bobinas, usamos GIC para simular sus efectos

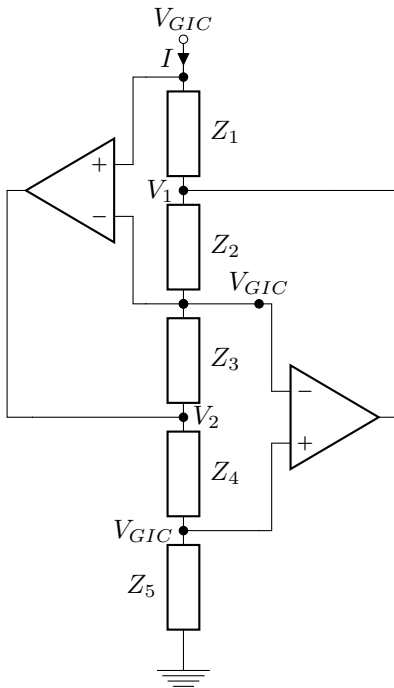


Figura 1.1: GIC genérico con *op amps* ideales

Como consideramos ideales a ambos operacionales, la tensión de entrada se encuentra replicada donde se encuentran los terminales inversores del circuito, y a su vez en la entrada no inversora del segundo operacional. Asimismo, como no hay corriente entre V^+ y V^- para ninguno de los operacionales, hay sólo tres corrientes, puesto que la corriente de Z_2 es la misma que la de Z_3 , y la de Z_4 que la de Z_5 . Quedan definidas entonces las ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_1} - I = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_1}{Z_2} + \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_3} = 0 \\ \frac{V_{GIC} - V_2}{Z_4} + \frac{V_{GIC}}{Z_5} = 0 \end{cases}$$

Sustituyendo hacia atrás, podemos obtener la transferencia hasta la salida de cada operacional:

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{Z_2 \cdot Z_4}{Z_3 \cdot Z_5} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{Z_4}{Z_5} \end{cases} \quad (1.1)$$

De aquí se puede despejar la impedancia de entrada del GIC, es decir $\frac{V_{GIC}}{I}$:

$$Z = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_5}{Z_2 \cdot Z_4} \quad (1.2)$$

De esta forma, combinando las impedancias convenientemente, se pueden obtener impedancias de toda índole (es decir, donde el número Z puede estar teóricamente en cualquier punto del plano complejo).

1.2 Filtro a diseñar

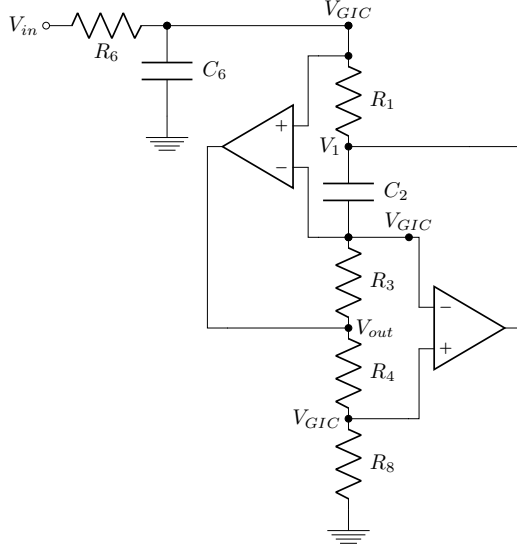


Figura 1.2: Esquema del circuito

El GIC que utilizaremos en este trabajo se obtiene con las siguientes sustituciones:

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = \frac{1}{s \cdot C_2} \\ Z_3 = R_3 \\ Z_4 = R_4 \\ Z_5 = R_8 \end{cases}$$

Por lo tanto, reemplazando en la ecuación (1.2) obtenemos la impedancia de este GIC:

$$Z(s) = s \cdot \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.3)$$

Entonces, con esta sección del filtro estamos emulando una bobina ideal de inductancia:

$$L_{GIC} = \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_8 \cdot C_2}{R_4} \quad (1.4)$$

La salida, sin embargo, se mide dentro del GIC. Trataremos a este sistema como la combinación en cascada de dos sistemas: de V_{in} a V_{GIC} , y de V_{GIC} a V_{out} .

1.2.1 Transferencia de V_{in} a V_{GIC}

Teniendo en cuenta el resultado obtenido en la ecuación (1.3), podemos simplificar el circuito de la siguiente manera:

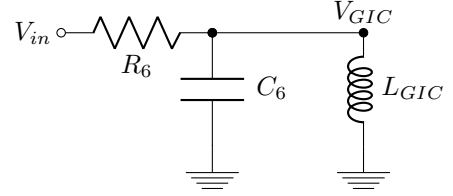


Figura 1.3: Reemplazo del GIC por su inductancia equivalente

La tensión de salida de esta sección, entonces, puede hallarse aplicando un divisor de tensión entre la impedancia de entrada desde V_{in} y del paralelo de la bobina y el capacitor. Se obtiene entonces que:

$$\frac{V_{GIC}}{V_{in}}(s) = \frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{LC_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1} \quad (1.5)$$

1.2.2 Transferencia de V_{GIC} a V_{out}

Para obtener esta transferencia, basta observar que lo que ahora llamamos V_{out} es lo que en la introducción llamamos V_2 . Por lo tanto, reemplazando los valores genéricos de la ecuación (1.1) por los particulares de este circuito, obtenemos que:

$$\frac{V_{out}}{V_{GIC}}(s) = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (1.6)$$

Por lo tanto, la función transferencia del circuito se obtiene haciendo el producto de las ecuaciones (1.5) y (1.6):

$$H(s) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \cdot \left(\frac{s \cdot \frac{L_{GIC}}{R_6}}{LC_6 \cdot s^2 + \frac{L_{GIC}}{R_6} \cdot s + 1}\right) \quad (1.7)$$

Esto corresponde a un **filtro pasabanda**, definido por los siguientes parametros:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{GIC}C_6}} \\ Q = R_6 \cdot \sqrt{\frac{C_6}{L_{GIC}}} \\ |H(i\omega_0)| = 1 + \frac{R_4}{R_5} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\begin{cases} \frac{V_1}{V_{GIC}} = -\frac{R_4}{R_8} \cdot \frac{1}{s \cdot CR_3} \\ \frac{V_2}{V_{GIC}} = 1 + \frac{R_4}{R_5} \end{cases} \quad (1.9)$$

1.3 Análisis de los componentes del circuito

1.3.1 Función de R_8

Como ya se mencionó, la resistencia R_8 es el componente que reemplaza a la Z_5 del análisis genérico. Por lo tanto, se encuentra entre los operacionales que hacen funcionar al GIC y tierra. De la misma forma que en la sección ?? al considerar ideales a los *op amps*, la tensión V_{GIC} se veía replicada de la entrada a los terminales inversores de los operacionales, y de ahí al no inversor del segundo operacional, si R_8 fuese reemplazada por un cable, a la entrada del operacional veríamos simplemente la tensión de tierra, es decir que funcionaría como un cable. Esto también puede verse en la ecuación ??: se comportaría como una bobina de $0H$, es decir un cable ideal.

Al conectarlo el GIC a R_6 y C_6 en estas condiciones

Por otro lado, hacer este parámetro infinito es equivalente a cortar el cable entre la salida del segundo operacional y tierra: se pierde entonces la referencia a masa. Por lo tanto, la impedancia del GIC se hace infinita (como se ve en la ecuación ??, con lo cual se hace desp

1.4 Diseño del filtro pasabanda

Las especificaciones de diseño de este filtro son:

$$\begin{cases} \omega_0 = 13,000 \frac{rad}{s} & \Rightarrow f_0 = 2,079 Hz \\ Q = 4 \end{cases} \quad (1.10)$$

Asimismo, se establecen las siguientes relaciones entre los componentes:

$R = 2.2k \rightarrow C = 34.965nF = 39n$ serie $330n$ (0.25%) \rightarrow
 $R_6 = 4R = 8.8k = 12k // 33k$ (clavado) en mc: de 1.8 a 2.4k $\rightarrow -13$ a $+16\%$

Ejercicio 2

Introducción a diseño de filtros

2.1 Gyrator

2.1.1 Uso como simulador de un inductor. Limitaciones en frecuencia.

Obtención impedancia de entrada Z_{in}

Para el siguiente cálculo se desprecian las corrientes de bias y la tensión de offset.

Relación entre V^- y V^+ :

$$V^- = A_{vol} (V^+ - V^-) \quad (2.1)$$

$$V^- (1 + A_{vol}) = A_{vol} V^+ \quad (2.2)$$

$$V^- = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} \quad (2.3)$$

$$V^- = V^+ K \quad (2.4)$$

Con $K = \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$. Usando el modelo de A_{vol} del polo dominante se obtiene la expresion de K:

$$K = \frac{\frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1}}{\frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1} + 1} \quad (2.5)$$

$$= \frac{A_o}{(A_o + 1) + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.6)$$

$$= \frac{A_o}{A_o + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{(A_o + 1)\omega_p}} \quad (2.7)$$

Considerando que $A_o + 1 \approx A_o$:

$$= \frac{1}{1 + \frac{s}{BWP}} \quad (2.8)$$

Siendo $BWP = A_o \cdot \omega_p$

(2.9)

Por divisor resistivo:

$$V^+ = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \quad (2.10)$$

De la ecuación 2.4:

$$V^- = V_{in} \cdot K \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \quad (2.11)$$

$$i_A = \frac{1}{R_L} (V_{in} - V^-) \quad (2.12)$$

$$= V_{in} \frac{1}{R_L} \left(1 - K \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} \right) \quad (2.13)$$

$$= V_{in} \frac{sCR_1 + 1 - KsCR_1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.14)$$

$$= V_{in} \frac{(1 - K)sCR_1 + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.15)$$

$$i_B = V_{in} \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_1} \quad (2.16)$$

$$= V_{in} \frac{sC}{1 + sCR_1} \quad (2.17)$$

$$i_{in} = i_A + i_B \quad (2.18)$$

$$= V_{in} \left(\frac{(1 - K)sCR_1 + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} + \frac{sC}{1 + sCR_1} \right) \quad (2.19)$$

$$= V_{in} \frac{(1 - K)sCR_1 + 1 + sCR_L}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.20)$$

$$= V_{in} \frac{sC(R_1(1 - K) + R_L) + 1}{R_L (sCR_1 + 1)} \quad (2.21)$$

De este resultado se obtiene la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \frac{sCR_1 R_L + R_L}{sC(R_1(1 - K) + R_L) + 1} \quad (2.22)$$

es
2pi o

Se buscan las tensiones en las entradas del *op-amp* para luego hallar las corrientes i_A y i_B .

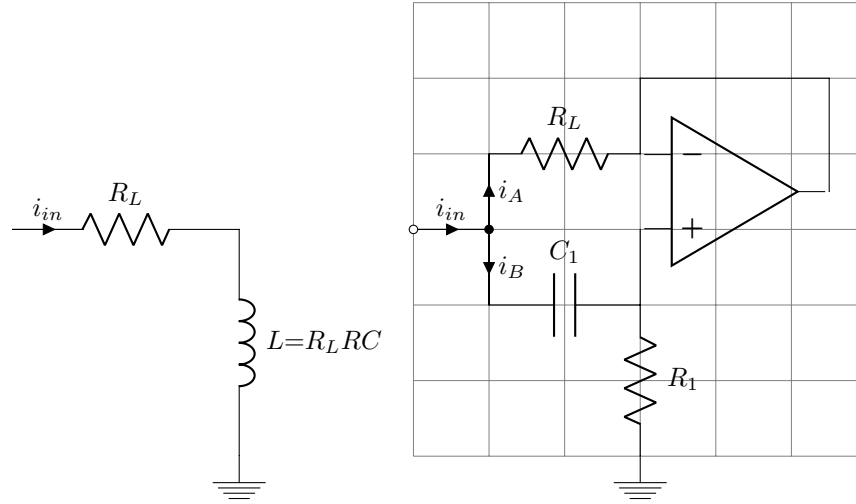


Figura 2.1: Uso de gyrator como inductor

$K \approx 1$ Elijo criterio: K tiene la forma de una transferencia de un filtro pasabajos de primer orden. Siendo f_0 la frecuencia de corte, se considera que $K \approx 1$ si $f < \frac{f_0}{10}$, es decir, una década antes de la frecuencia de corte. En este caso, $f_0 = BWP$ y la aproximación es válida para $f < \frac{BWP}{10}$

$sCR_L + 1 \approx 1$ Elijo criterio: $2\pi fCR_L < 0.05 \iff f < \frac{0.05}{2\pi CR_L}$

La restricción de BWP es independiente de la elección de componentes, o sea que es fija. busco con la elección de componentes que la otra restricción sea mas laxa que la primera para que funcione durante mas frecuencia.

Usando TL082 con $BWP = 8MHz$:

$$\frac{BWP}{10} \leq \frac{0.05}{2\pi CR_L}$$

$$\Rightarrow CR_L \leq \frac{1}{4\pi BWP} \approx 20ns$$

Si la frecuencia cumple con las dos condiciones anteriores, la impedancia de entrada se puede aproximar a la del modelo de un inductor con resistencia serie con valores $L = CR_L R_1$ y $R_{coil} = R_L$

$$Z_{in} = sCR_L R + R_L \quad (2.23)$$

$$|Z_{in}| = R_L \sqrt{4\pi^2 f^2 C^2 R^2 + 1} \quad (2.24)$$

$$\angle Z_{in} = \arctg(2\pi fCR) \quad (2.25)$$

Observar que R_1 no tiene restricciones sobre qué valores puede tomar para que el gyrator se comporte como un inductor, no afecta a la resistencia serie final, y si afecta a la L , o sea que es el valor clave para modificar

2.1.2 Criterios de diseño

1. Elijo $CR_L < \frac{1}{4\pi BWP}$

2. Elijo $R_L < \frac{R_{circuito}}{20}$. De ahí obtengo C

3. Elijo $R_{gyrator} = \frac{L}{CR_L}$

2.1.3 Otras limitaciones

Funcionamiento a altas y bajas frecuencias

Almacenamiento energético no puede almacenar energía de la misma manera que un inductor. La magnitud de la fem producida ante cambios de corriente ($V = \frac{di}{dt}$) tiene limitaciones propias de las características eléctricas del circuito (ej.: op-amp no puede largar 100.000kV a pesar de lo que diga spice)

Terminal a tierra una de las terminales del inductor simulado siempre debe estar a tierra

Propiedades magnéticas No crean campos magnéticos de la misma forma que los inductores, por lo que no se puede conseguir un efecto de mutua inducción.¹

dddd un transformador implementado con gyrators no tiene aislación eléctrica como si tiene un transformador real. Por ejemplo, no se podría implementar un transformador de aislación

¹por eso no se puede hacer un transformador con desacople eléctrico como si se puede hacer con bobinas postas. Si se puede hacer un transformador poniendo dos en cascada pero es no tiene nada que ver y no hay desacople eléctrico. Desacople eléctrico es un término que existe o o invente?

no entiendo como se relaciona esto con el modo de gyrator con cuadril que dice dani

traducción de aislamiento translation transformer esta bi

2.2 Diseño de funciones transferencias

Tipo de filtro	$f_p[kHz]$	$f_a[kHz]$	$f_c[kHz]$
LP	4	14	—
HP	14	4	—
BP	—	—	8
BR	—	—	4

2.2.1 High-Pass

R = 1.5k
C = 0.022uF
L = 0.016H
Cut-off frequency
fc = 8482.9869696821[Hz]
Quality factor
Q = 0.56853524361496
Damping ratio
xi = 0.87945295496689

2.2.2 Low-Pass

R = 1.5k
C = 0.022uF
L = 0.016H
Cut-off frequency
fc = 8482.9869696821[Hz]
Quality factor
Q = 0.56853524361496
Damping ratio
xi = 0.87945295496689

2.2.3 Band-Pass

2.2.4 Band-Reject

Ejercicio 3

Amplificadores de instrumentación

3.1 Introducción

A modo de delimitar un marco teórico y notacional a partir del cual se presentarán con mayor claridad y precisión los términos técnicos siguientes, se procede a definir las dos entradas genéricas, V_1 y V_2 , de un circuito de tipo MISO (multiple inputs, single output) como:

$$\begin{cases} V_1 = V_{CM} + V_{DM1} \\ V_2 = V_{CM} + V_{DM2} \end{cases} \quad (3.1)$$

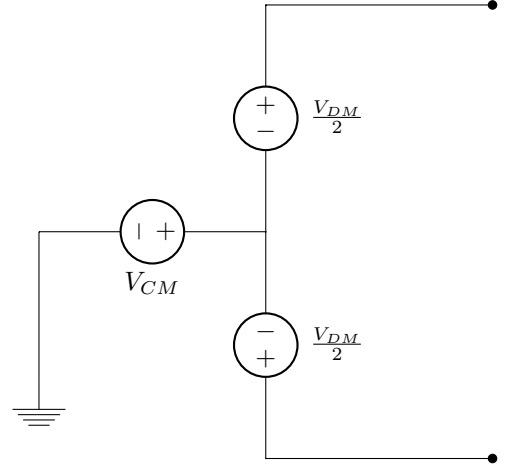
donde V_{CM} es la tensión de modo común, es decir, la componente compartida por las dos señales V_1 y V_2 , y V_{DMi} es la tensión diferencial o la componente única/diferente de la tensión i , con $i = 1, 2$.

Nótese que tanto V_{CM} como V_{DMi} pueden ser nulas o no, dependiendo de las señales V_1 y V_2 y de la relación existente entre ellas.

En particular, cuando la señal V_1 y V_2 comparten el mismo canal de transmisión se podrá decir que las señales comparten el ruido proveniente del canal y por lo tanto V_{CM} será una variable aleatoria de distribución de probabilidad acorde, a determinar. Además, aquellas señales que estén montadas sobre tensiones continuas también tendrán una componente continua común.

Debe también hacerse notar el hecho de que $V_1 - V_2 = V_{DM1} - V_{DM2}$, por lo que el modo común se verá eliminado al restar las dos señales de input. De aquí se desprende la notación a utilizar para el modo diferencial: $V_{DM} = V_{DM1} - V_{DM2}$

Esta notación permite expresar a las entradas del sistema MISO como un circuito dispuesto de la siguiente forma:



Una vez establecida la notación anterior, procedemos a definir los siguientes términos:

- Un amplificador diferencial es un circuito cuya función será atenuar significativamente el modo común (idealmente eliminarlo) de las dos entradas y amplificar el modo diferencial de las mismas, realizando la diferencia entre las dos señales.

En efecto, teniendo en cuenta la linealidad del sistema o circuito, se puede tratar al efecto sobre las entradas por superposición, por lo que definiendo a la ganancia del modo común a la salida del circuito como A_{CM} y a la del modo diferencial como A_{DM} , si H es el efecto del sistema sobre las entradas, entonces $H(V_1; V_2) = A_{DM} * V_{DM} + A_{CM} * V_{CM}$

A continuación se presenta un modelo típico de un amplificador de diferencias.

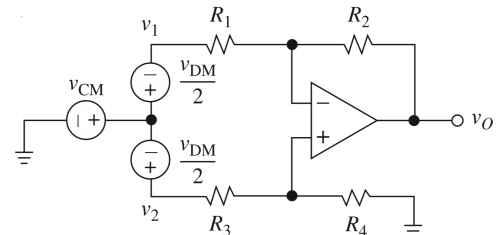


Figura 3.1: Modelo simple de amplificador diferencial

- El **CMRR** o **Common Mode Rejection Ratio** se define como la relación entre la ganancia del modo diferencial y el modo común, de forma tal que $CMRR = \frac{A_{CM}}{A_{DM}}$. El mismo puede ser expresado en decibeles como $CMRR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_{CM}}{A_{DM}} \right)$.

La definición presentada anteriormente debe ser entendida entonces como una medida de cuánto prevalecerá el modo diferencial por sobre el modo común, es decir, permitirá cuantificar qué tan "bueno" es el amplificador diferencial: Cuanto mayor el CMRR, mejor cumple su función el amplificador diferencial. Así, un amplificador diferencial ideal tendrá un CMRR infinito.

- Un **amplificador de instrumentación** es un amplificador diferencial que cumple con las siguientes condiciones:
 1. Impedancia de entrada muy grande (idealmente infinita) tanto para el modo diferencial como para el común.
 2. Impedancia de salida muy baja (idealmente nula).
 3. Ganancia estable y precisa.
 4. Un CMRR extremadamente grande.

Cabe destacar que si un amplificador de instrumentación utilizara el modelo de amplificador diferencial presentado anteriormente, las impedancia de entrada del circuito sería finita y en consecuencia se cargaría el resto del circuito. Esto resultaría en un deterioro de las señales de entrada, perdiéndose la tensión ideal que estas proveerían. Es así como se degradaría el CMRR, ya que el modo común conformado por el ruido no sufriría pérdida mientras la señal diferencial sí lo haría.

Para solucionar este problema, se inserta un buffer en cada entrada, con una impedancia de entrada resultante infinita idealmente que no deterioraría la señal de entrada.

En este trabajo se justificará el uso del diseño de un amplificador instrumental propuesto por la cátedra, al cual se le asignará valores específicos para los componentes, justificando también la elección de dichos valores y analizando su comportamiento, intentando corroborar la relación de lo teórico y simulado con lo práctico.

3.2 Diseño del amplificador de instrumentación

La cátedra propone un circuito con el cual se implementará un amplificador de instrumentación. Los valores de los componentes serán determinados mediante un análisis completo y detallado del circuito.

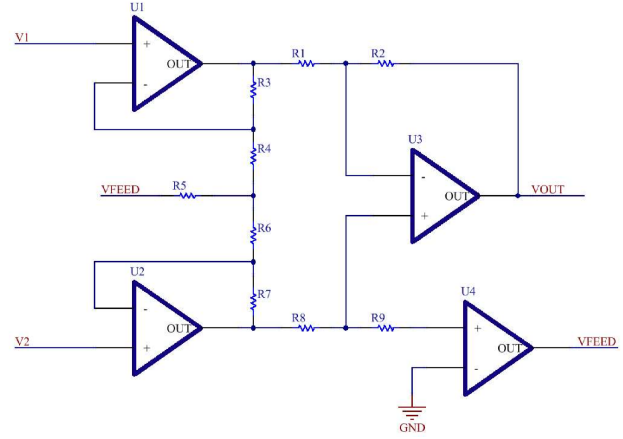


Figura 3.2: Circuito propuesto por la cátedra

Al poseer 4 opamps, algunos con reatrealimentaciones entre sí, el tener en cuenta todas las no idealidades de estos 4 implicaría ecuaciones resultantes de alta complejidad y con tantas variables que el análisis sería engorroso y con pocas conclusiones que resulten de utilidad para los objetivos propuestos. Es por esto que las deducciones y los razonamientos con los cuales se podrá determinar los valores de los componentes para el buen funcionamiento del dispositivo provendrán de un análisis partido, con idealizaciones que se asuma contraerán un error bajo o aceptable y con algunos valores impuestos mediante la técnica de prueba y error a la hora de simular.

Primero, comenzaremos asumiendo que todos los opamps actúan bajo condiciones ideales.

3.2.1 Análisis ideal del circuito

Para simplificar el análisis del circuito, como primer instancia se considera a todos los opamps ideales: cada uno con función transferencia constante para todas las frecuencias, impedancia de entrada infinita (y por lo tanto corrientes de entrada nulas) y con tensiones iguales en las dos entradas.

Las condiciones mencionadas anteriormente reducen el circuito anterior a la siguiente figura:

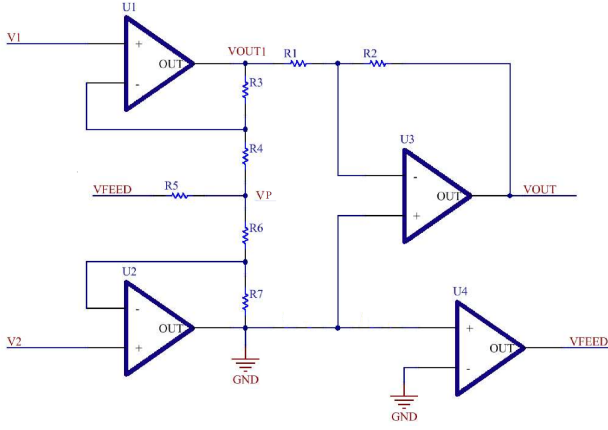


Figura 3.3: Circuito resultante con opamps ideales

Por lo que, usando divisor resistivo, se plantea el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{V_p}{R_4} - V_1 \cdot \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{V_{out1}}{R_3} = 0 \\ \frac{V_p}{R_6} - V_2 \cdot \left(\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7} \right) = 0 \\ \frac{V_{out1}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_2} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

del cual se puede calcular la señal de salida en función de las entradas como:

$$V_{out} = \frac{R_2 \cdot [R_3 \cdot (R_6 + R_7) \cdot V_2 - R_7 \cdot (R_4 + R_3) \cdot V_1]}{R_1 \cdot R_4 \cdot R_7}$$

Dado que se requiere que la salida sea directamente proporcional a la resta de las dos señales, para eliminar el modo común, se pide que:

$$R_3 \cdot (R_6 + R_7) = R_7 \cdot (R_4 + R_3)$$

que resulta en la condición:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_7}{R_6}$$

Y cuya función transferencia final es:

$$V_{out} = \frac{R_2 \cdot R_7 \cdot (R_4 + R_3)}{R_1 \cdot R_4 \cdot R_7} \cdot (V_1 - V_2)$$

Entonces:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \cdot (V_1 - V_2)$$

Esta relación ideal muestra una ganancia potencialmente grande y, tomando a la resta de la señales de entrada como la entrada de la transferencia, constante para todas las frecuencias. De esta manera el modelo ideal cumple efectivamente con el modelo de un amplificador de instrumentación.

Ejercicio 4

Control de tonos y ecualizador de fase

Ejercicio 5

Medición automática de respuesta en frecuencia

Anexo